



Commande robuste d'une pince microfabriquée à actionnement électrostatique.

Yassine Haddab, Basile Ucheddu

► To cite this version:

Yassine Haddab, Basile Ucheddu. Commande robuste d'une pince microfabriquée à actionnement électrostatique.. Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA'08., Sep 2008, Bucarest, Roumanie. 6 p. hal-00323615

HAL Id: hal-00323615

<https://hal.science/hal-00323615>

Submitted on 22 Sep 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Commande robuste d'une pince microfabriquée à actionnement électrostatique

YASSINE HADDAB, BASILE UCCHEDDU

Institut FEMTO-ST, UMR CNRS 6174 – UFC / ENSMM / UTBM,
Département Automatique et Systèmes Micro-Mécatroniques (AS2M),
24, rue Alain SAVARY, 25000, Besançon, France.
yhaddab@ens2m.fr

Résumé— L'élaboration de lois de commande pour les MEMS se heurte à de nombreuses difficultés liées à la forte miniaturisation. Ces systèmes sont très sensibles aux conditions environnementales (température, humidité, etc.) ainsi qu'aux perturbations. Les rapports signal/bruit sont très défavorables en raison des très faibles amplitudes des signaux utiles. L'intégration de capteurs est rendue difficile par une accessibilité souvent limitée ou par l'inexistence de capteurs de faibles dimensions. Tous ces éléments font que les MEMS constituent un champ exploratoire et applicatif nouveau pour l'automatique. Dans cet article, nous présentons la synthèse d'une loi de commande robuste fondée sur la méthode H_∞ pour l'asservissement de la position de l'extrémité d'une pince microfabriquée sur un substrat de silicium. L'incertitude de modélisation ainsi que l'effet du bruit de mesure ont été pris en compte lors de la synthèse.

Mots clés— Commande de MEMS, incertitudes de modélisation, bruit de mesure, synthèse H_∞ .

I. INTRODUCTION

Depuis plus d'une décennie, les MEMS (Micro Electro Mechanical Systems ou microsystèmes électromécaniques) sont devenus un sujet d'intérêt croissant dans les milieux scientifiques et industriels. Le développement des MEMS répond à un besoin toujours en augmentation concernant des systèmes miniaturisés dotés de nombreuses fonctionnalités [1]. Que ce soit pour des besoins industriels (produits nomades, systèmes de communication, instruments mobiles de test et d'analyse, etc.) ou pour l'exploration de l'infiniment petit dans les laboratoires, les MEMS offrent des possibilités nouvelles compatibles avec les performances attendues à ces échelles dimensionnelles.

L'élaboration de lois de commande pour les MEMS se heurte à de nombreuses difficultés liées à la forte miniaturisation. Ces systèmes sont souvent très sensibles aux conditions environnementales (température, humidité, etc.) ainsi qu'aux perturbations. Les rapports signal/bruit sont très défavorables en raison des très faibles amplitudes des signaux utiles. De plus, l'intégration de capteurs est rendue difficile par une accessibilité souvent limitée ou par l'inexistence de capteurs de faibles dimensions. Tous ces éléments font que les MEMS constituent un champ exploratoire et applicatif nouveau pour l'automatique.

Dans cet article, nous présentons la synthèse d'une loi de commande fondée sur la méthode H_∞ pour l'asservissement de la position de l'extrémité d'une pince microfabriquée sur un substrat de silicium. L'incertitude de modélisation ainsi que

l'effet du bruit de mesure ont été pris en compte lors de la synthèse. Dans un premier temps, nous décrivons la structure et le fonctionnement de la pince utilisée. Par la suite, nous présentons l'identification et la synthèse d'un correcteur robuste. Enfin, des résultats de simulation sont présentés et les performances du système bouclé ainsi que sa robustesse sont analysées.

II. DESCRIPTION DE LA PINCE ET DE SON FONCTIONNEMENT

A. Structure de la pince

Dans le domaine de la microrobotique, des travaux de recherche importants ont été menés pour la réalisation et la commande de micro-pincettes capables de manipuler et d'assembler des composants de très petites tailles. Différents principes d'actionnement ont été utilisés (quelques exemples sont présentés dans [2] à [6]). La réalisation de pincettes microfabriquées permet d'obtenir des systèmes de manipulation compacts et de manipuler des micro-objets encore plus petits.

La pince utilisée a été réalisée au LIMMS (Laboratory of Integrated Micro Mechatronic Systems), laboratoire international mixte entre le CNRS et l'Université de Tokyo. Elle a été fabriquée sur un wafer de silicium en technologie SOI (Silicon On Insulator) [7][8]. La figure 1 présente la structure de la pince. Elle a été conçue pour la manipulation et la caractérisation de molécules d'ADN. Elle est constituée de deux doigts : un doigt fixe et un doigt mobile. Le déplacement du doigt mobile est obtenu grâce à la force générée par un actionneur électrostatique de type comb-drive (peigne inter-digité). Ce type d'actionneur est l'un des plus utilisés pour générer des mouvements dans les MEMS [9][10]. Un capteur capacitif différentiel, fabriqué sur le même substrat, permet de mesurer le déplacement du doigt mobile.

B. Fonctionnement

Au repos, l'écartement entre les doigts est de 20 μm . L'application d'une tension électrique aux bornes de l'actionneur provoque l'ouverture de la pince. La tension maximale admissible est de 65 V et la course obtenue est de 3 μm . Des ressorts de rappel permettent le retour du doigt mobile à sa position de repos après l'arrêt de l'excitation. Lors de son déplacement, le doigt mobile entraîne la variation de deux capacités montées en mode différentiel qui seront utilisées pour la mesure du déplacement produit. Ces capacités sont également de type peigne inter-digité. Pour de faibles

déplacements, la variation de capacité $\Delta C = C_2 - C_1$ est proportionnelle au déplacement Δx .

La pince est également équipée d'un dispositif de diélectrophorèse qui sert à la manipulation des molécules d'ADN et qui permet l'application d'une tension électrique alternative aux extrémités des doigts. Cette fonctionnalité ne sera pas utilisée dans cette étude.

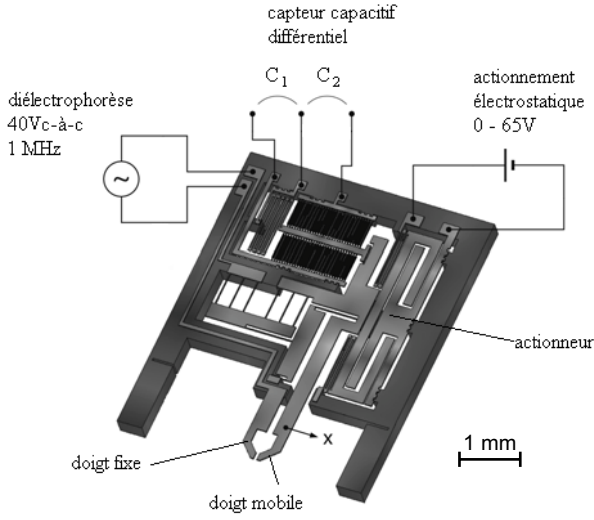


Fig. 1. Structure de la pince

III. IDENTIFICATION

Compte tenu de la complexité de la structure et des incertitudes dues aux méthodes de fabrication à ces dimensions, nous avons opté pour l'obtention d'un modèle de la pince par identification. Cependant, l'exécution d'essais sur les microsystèmes pose de nombreux problèmes. En effet, l'accessibilité à la mesure est rendue difficile en raison des faibles dimensions. De plus, les signaux utiles étant de très faible amplitude, les mesures sont entachées d'un bruit important rendant ainsi le rapport signal/bruit très défavorable.

La variation de capacité ΔC est mesurée à l'aide d'un conditionneur Universal Capacity Readout MS3110 (Irvine Sensors Corp., Costa Mesa, CA, USA). Ce dernier permet la mesure de capacités avec une très grande résolution (jusqu'à 4.0 aF/rtHz). Il délivre une tension électrique y proportionnelle à la capacité mesurée. Pour de faibles déplacements du doigt mobile, nous pouvons écrire que [7]:

$$y \propto \Delta C \propto \Delta x$$

Le système à identifier est représenté sur la figure 2. Il a pour entrée, la tension électrique u appliquée sur l'actionneur et pour sortie, la tension électrique y délivrée par le conditionneur.

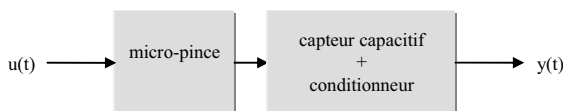


Fig. 2. Système à identifier

La figure 3 présente un exemple de réponse à un échelon d'entrée d'amplitude 27 V. Les réglages utilisés pour le conditionneur permettent d'obtenir un rapport de mesure de 8.10^4 V/m

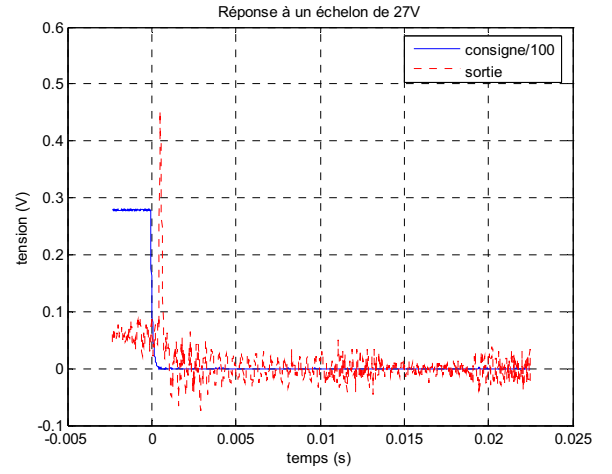


Fig. 3. Réponse à un échelon d'entrée négatif d'amplitude 27V.

Nous pouvons constater d'une part un niveau de bruit de mesure important relativement au signal utile et d'autre part l'apparition d'un comportement à non minimum de phase. Ce comportement peut générer des problèmes de manipulation dans la mesure où l'on obtient momentanément un déplacement d'amplitude importante.

Pour les besoins de l'identification, un filtrage du bruit qui ne pénalise pas la dynamique du système est nécessaire.

Le signal de sortie y peut être exprimé comme étant la somme de la réponse du modèle (notée m) et du bruit de mesure aléatoire centré b .

$$y(t) = m(t) + b(t)$$

L'objectif étant d'obtenir la réponse $m(t)$, plusieurs mesures ont été effectuées en appliquant plusieurs fois le même signal d'entrée (échelon de 27V). Chaque mesure produit un signal $y_i(t)$ pour $i=1..n$.

$$y_1(t) = m(t) + b_1(t)$$

$$y_2(t) = m(t) + b_2(t)$$

:

$$y_n(t) = m(t) + b_n(t)$$

En sommant ces différentes réponses, on obtient :

$$\sum_{i=1}^n y_i(t) = \sum_{i=1}^n m(t) + \sum_{i=1}^n b_i(t)$$

En raison de la nature aléatoire du bruit de mesure et pour un nombre n d'essais suffisamment grand, on peut considérer que

le terme $\sum_{i=1}^n b_i(t)$ tend vers zéro. Il s'ensuit que la réponse $m(t)$ peut être obtenue en moyennant les signaux mesurés $y_i(t)$.

$$m(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i(t)$$

La figure 4 montre le signal obtenu après filtrage des signaux mesurés.

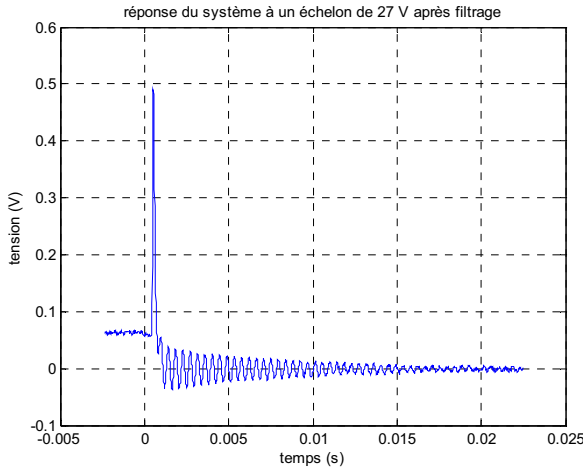


Fig. 4. Signal obtenu après filtrage.

Le signal obtenu a été exploité pour procéder à l'identification (Box-Jenkins). On notera le modèle ainsi obtenu $G(p)$.

Les microsystemes étant très sensibles aux variations de l'environnement (température, rayonnements lumineux, taux d'humidité...), il convient de prendre en compte les incertitudes du modèle. La démarche décrite précédemment a été répétée sous différentes conditions environnementales représentatives des conditions d'utilisation normale de la pince. Nous avons ainsi obtenu un ensemble de modèles parmi lesquels nous avons identifié le modèle nominal (ou modèle moyen) $G_n(p)$ dont l'expression est donnée par :

$$G_n(p) = \frac{93,51p^6 + 9,041 \cdot 10^6 p^5 + 5,574 \cdot 10^{11} p^4 - 4,237 \cdot 10^{16} p^3 + 8,574 \cdot 10^{20} p^2 - 6,582 \cdot 10^{24} p + 6,351 \cdot 10^{27}}{p^7 + 13050p^6 + 7,514 \cdot 10^{10} p^5 + 9,404 \cdot 10^{14} p^4 + 2,169 \cdot 10^{19} p^3 + 2,032 \cdot 10^{23} p^2 + 1,195 \cdot 10^{27} p + 2,746 \cdot 10^{30}}$$

La figure 5 montre les lieux de Bode de quelques modèles présentant les plus grandes variations.

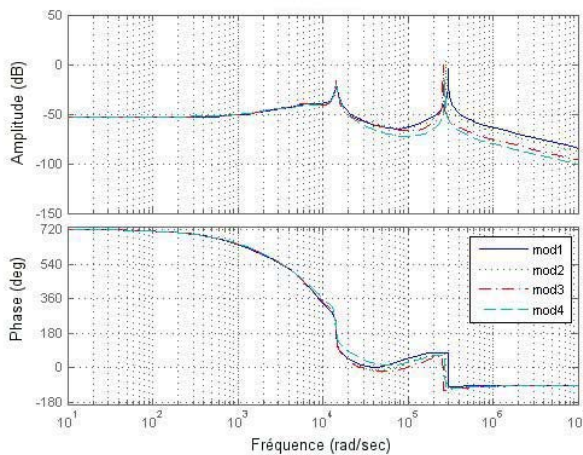


Fig. 5. Lieux de Bode des modèles présentant les plus grandes variations

On constate que les variations les plus importantes apparaissent en hautes fréquences. Par ailleurs, on note la présence de deux fréquences de résonance :

- la première à une fréquence de 2,27 KHz, correspond au comportement de la pince.

- la seconde, à une fréquence de 43,6 KHz n'a pas de signification physique dans la mesure où elle est très supérieure à la bande passante de la pince et à la bande passante du conditionneur (8 KHz). Cette résonance résulte probablement du processus pratique d'identification. C'est pourquoi, elle ne sera pas considérée par la suite.

IV. SYNTHÈSE D'UN CORRECTEUR PAR LA MÉTHODE H_∞

A. Principe

On souhaite réaliser un correcteur permettant d'asservir de manière robuste le système représenté sur la figure 2. Ce correcteur doit assurer la stabilité du système bouclé pour tous les modèles considérés et atténuer l'effet du bruit de mesure sur la sortie du système. Il doit également permettre d'atteindre des performances compatibles avec l'application envisagée (manipulation de très petits objets). On cherchera notamment à réduire l'effet du déphasage non minimal et à obtenir une erreur statique faible. Notre choix s'est porté sur la synthèse d'un correcteur par la méthode H_∞ [11][12].

La figure 6 présente la structure de synthèse utilisée.

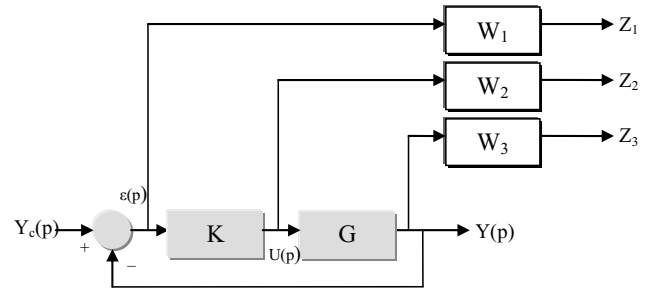


Fig. 6. Structure utilisée pour la synthèse d'un correcteur par la méthode H_∞ .

K est le correcteur à déterminer. W_1 , W_2 et W_3 sont des fonctions de pondération permettant de définir les performances et la robustesse du système.

Le système bouclé augmenté des fonctions de pondération peut se mettre sous la forme standard (voir figure 7).

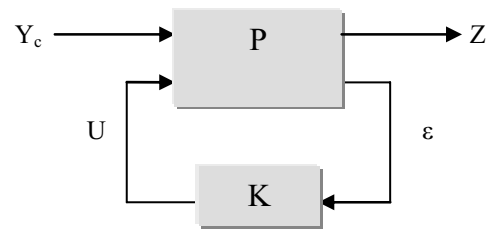


Fig. 7. Forme standard

Dans cette forme, P représente l'ensemble constitué du système G et des fonctions de pondération. ϵ et U sont l'entrée et la sortie du correcteur. Y_c et $Z=(Z_1 \ Z_2 \ Z_3)^T$ sont les entrées et les sorties de ce système.

Le transfert entre l'entrée Y_c et la sortie Z (Transformée Linéaire Fractionnaire) ou LFT s'exprime par :

$$F(P, K) = \frac{Z}{R} = \begin{pmatrix} W_1 S \\ W_2 K S \\ W_3 T \end{pmatrix}$$

Dans cette expression, S est la fonction de sensibilité et T, la fonction de sensibilité complémentaire.

$$S = \frac{1}{1 + K.G}$$

$$T = \frac{K.G}{1 + K.G}$$

Le problème H_∞ standard consiste à trouver un correcteur K et un gain γ_{opt} qui assure la stabilité interne de la boucle et qui satisfasse :

$$\|F(P, K)\|_\infty = \left\| \begin{pmatrix} W_1 S \\ W_2 K S \\ W_3 T \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma_{opt}$$

γ_{opt} est un scalaire positif.

B. Choix des fonctions de pondération

La fonction de pondération W_1 est utilisée pour imposer des performances au système dans la mesure où elle pondère l'effet de l'entrée du système sur l'écart ε . W_2 sert à minimiser la tension électrique appliquée sur l'actionneur afin d'éviter d'approcher la valeur limite. W_3 permet d'assurer la stabilité du système bouclé en tenant compte des incertitudes sur le modèle.

W_1 a été déterminée à partir du comportement désiré en boucle fermée. Le transfert entrée/sortie du système bouclé est donné par :

$$\frac{Y(p)}{Y_c(p)} = T(p)$$

On souhaite notamment :

- obtenir un temps de réponse proche de 15 ms,
- réduire l'effet du non minimum de phase,
- éviter un dépassement trop important,
- augmenter l'amortissement du système.

Ces contraintes nous permettent de déterminer T(p). S(p) est déduite de T(p) grâce à la relation suivante :

$$S(p) + T(p) = 1$$

Or, nous pouvons écrire que :

$$\|W_1 S\|_\infty < \gamma_{opt} \Leftrightarrow \forall \omega \in \mathbb{R}, |S(j\omega)| < \frac{\gamma_{opt}}{|W_1(j\omega)|}$$

Par conséquent, on choisira la fonction de pondération comme suit :

$$W_1(p) = \frac{1}{1 - T(p)}$$

$$W_1(p) = \frac{0,75p^2 + 389,3p + 6,111.10^4}{p^2 + 570,9p + 0,1}$$

W_2 a été déterminée en considérant la tension maximale admissible aux bornes de l'actionneur électrostatique. Cette tension limite est de 65 V. Dans le but de conserver une marge confortable, nous nous imposons une tension maximale de 30V. D'où :

$$W_2(p) = \frac{1}{30}$$

Remarque : cette pondération n'a finalement pas été utilisée car l'amplitude du signal de commande obtenu est très inférieure à la valeur maximale.

Le choix de W_3 est fondé sur le gabarit fréquentiel représenté sur la figure 8 qui borne les écarts maximum entre les différents modèles et le modèle nominal. Les incertitudes sur le modèle ont été considérées comme multiplicatives.

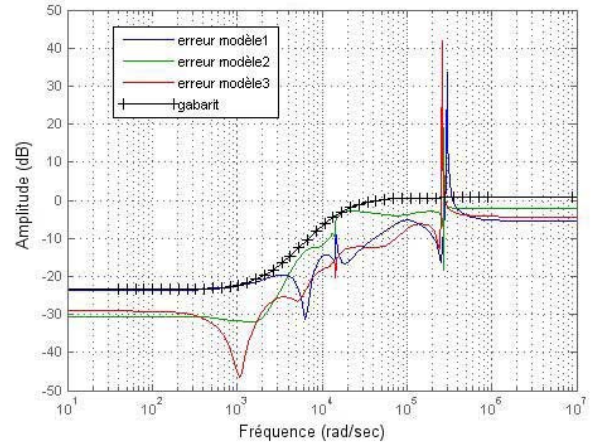


Fig. 8. Choix du gabarit fréquentiel pour la détermination de W_3 . Seules les erreurs les plus grandes ont été représentées.

Si $\gamma_{opt} \leq 1$, le système sera stable pour tous les modèles identifiés en vertu du théorème du petit gain.

$$W_3(p) = \frac{7,777.10^{-9} p^2 + 6,222.10^{-5} p + 0,09333}{2,083.10^{-9} p^2 + 1,083.10^{-4} p + 1}$$

C. Synthèse du correcteur

La synthèse du correcteur a été effectuée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK® et de sa boîte à outils « robust control toolbox ». Le correcteur et la valeur optimale de γ_{opt} obtenus sont :

$$K(p) = \frac{2,846.10^5 p^{10} + 1,878.10^{10} p^9 + 2,173.10^{16} p^8 + 1,402.10^{21} p^7 + 3,166.10^{25} p^6 + 5,361.10^{29} p^5 + 6,792.10^{33} p^4 + 5,222.10^{37} p^3 + 2,478.10^{41} p^2 + 5,689.10^{44} p + 3,567.10^{47}}{p^{11} + 1,11.10^6 p^{10} + 2,372.10^{11} p^9 + 2,492.10^{16} p^8 + 1,156.10^{21} p^7 + 2,863.10^{25} p^6 + 4,066.10^{29} p^5 + 3,217.10^{33} p^4 + 1,257.10^{37} p^3 + 1,684.10^{40} p^2 + 6,077.10^{42} p + 1,064.10^{39}}$$

$\gamma_{opt} = 0,76$

V. RESULTATS

La figure 9 présente la réponse indicielle simulée du système asservi contenant le régulateur K et le modèle nominal G_n .

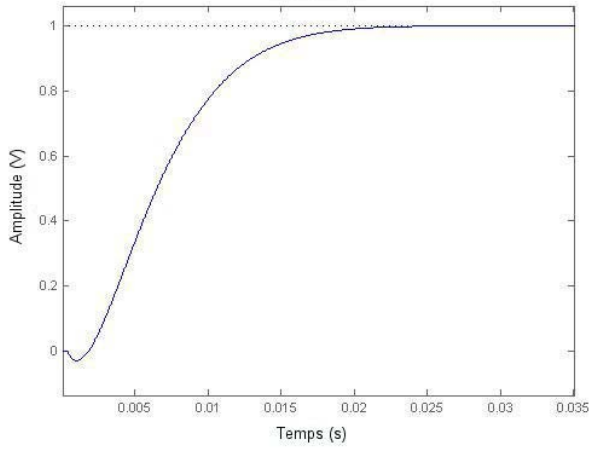


Fig. 9. Réponse indicielle simulée du système bouclé utilisant le correcteur K et le modèle nominal G_n .

Nous constatons une réduction importante de l'amplitude du non minimum de phase. Cette amplitude est ramenée à 5% de l'amplitude de la réponse. Le temps de réponse est de 17 ms. La réponse est sans dépassement avec une erreur statique nulle.

Sur la figure 10 ont été représentées les réponses indicielles simulées des modèles présentant les plus grandes variations par rapport au modèle nominal. Nous constatons que ces réponses diffèrent très peu et que le correcteur calculé offre une bonne robustesse aux variations du modèle.

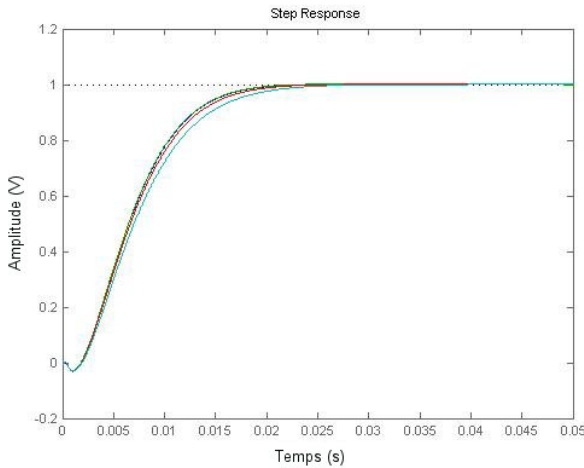


Fig. 10. Réponses indicielles simulées des systèmes bouclés utilisant les modèles présentant les plus grandes variations par rapport au modèle nominal.

Dans le but d'évaluer le comportement du système bouclé par une simulation proche des conditions réelles d'utilisation, nous avons injecté le bruit de mesure préalablement enregistré (voir figure 11). L'entrée et la sortie du système sont représentées sur la figure 12.

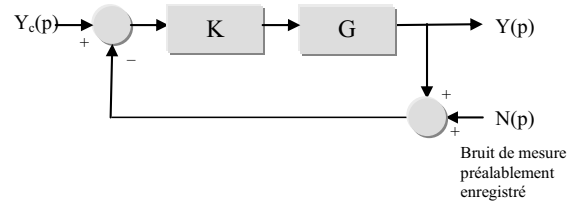


Fig. 11. Simulation du comportement du système en présence du bruit de mesure préenregistré

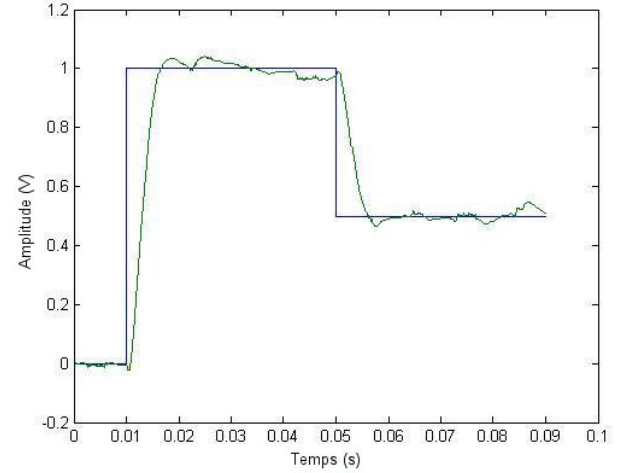


Fig. 12. Comportement du système en présence du bruit de mesure.

Nous constatons que le bruit de mesure a un effet relativement faible sur le signal de sortie. Ceci est dû au filtrage introduit par le bouclage. En effet, le transfert entre N et Y est donné par :

$$\frac{Y(p)}{N(p)} = T(p)$$

La figure 13 montre le filtrage du bruit de mesure par la transmittance T.

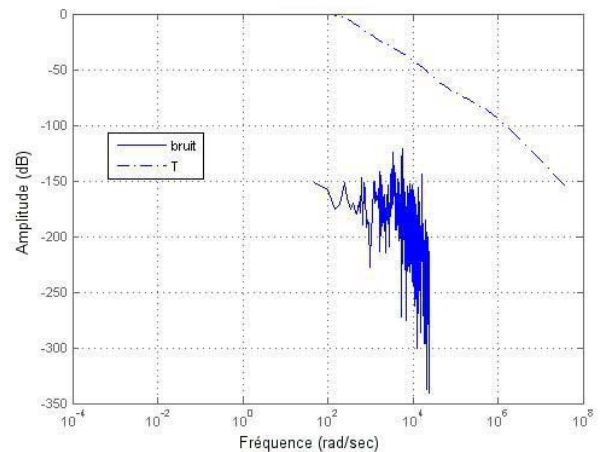


Fig. 13. Filtrage du bruit de mesure par la transmittance T.

VI. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

La commande des microsystèmes se heurte à des difficultés spécifiques dues aux effets d'échelle. Le rapport signal/bruit très défavorable et la variation des modèles doivent être pris en compte lors de la synthèse des correcteurs sous peine d'aboutir

à des systèmes inefficaces voire inopérants. Dans cet article, nous avons présenté une démarche fondée sur la synthèse H_∞ pour la commande d'une pince à actionneurs électrostatiques. Le correcteur conçu a permis d'obtenir un comportement compatible avec l'exécution de tâches de préhension dans le micromonde. La robustesse vis-à-vis des variations du modèle a été vérifiée et un filtrage important du bruit de mesure a été obtenu. Dans un travail futur, nous utiliserons un interféromètre pour mesurer la position de l'extrémité du doigt mobile afin d'analyser plus finement le comportement du capteur capacitif intégré. Nous traiterons également les problématiques liées à l'intégration du correcteur dans un composant électronique embarqué qui permettra d'obtenir une pince intelligente et robuste.

VII. REMERCIEMENTS

Les auteurs tiennent à remercier vivement Christophe Yamahata (IIS, Univ. Tokyo), Dominique Collard, (LIMMS/CNRS-IIS), Gen Hashiguchi (Univ. Shizuoka) et Horoyuki Fujita (Univ. Tokyo) pour avoir mis à leur disposition des exemplaires de pinces réalisées au LIMMS et la documentation associée. Les échanges fructueux qu'ils ont eus avec Dominique Collard ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail.

VIII. RÉFÉRENCES

[1] Janusz Bryzek, Eric Abbott, Control Issues for MEMS, Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Maui, Hawaii, USA, pp. 3039-3047, December 2003.

[2] P.B.Chu, and S.J.Pister, Analysis of closed-loop control of parallel-plate electrostatic microgrippers, Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, San Diego, CA, USA, pp.820-850, 8-13 May 1994.

[3] Y. Haddab, N. Chaillet, A. Bourjault, A Microgripper Using Smart Piezoelectric Actuators. IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, IROS'2000, 30 octobre-5 novembre 2000, Kagawa University, Takamatsu, Japan.

[4] J. Agnus. Contribution à la micromanipulation : étude, réalisation, caractérisation et commande d'une micropince piézoélectrique. Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2003.

[5] Y. Haddab, Q. Chen, P. Lutz, G. Munz, A Low Cost Coarse/Fine Piezoelectrically Actuated Microgripper With Force Measurement, EUSPEN (European Society for Precision Engineering and Nanotechnology) 7th International Conference, 20th May-24th May 2007, Bremen, Germany.

[6] Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab, Philippe Lutz, Plurilinear modeling and discrete μ -synthesis control of a hysteretic and creeped unimorph piezoelectric cantilever, IEEE ICARCV (International Conference on Automation, Robotics, Control and Vision), pp. 57-64, Singapour 2006.

[7] Christophe Yamahata, Tetsuya Takekawa, Momoko Kumemura, Maho Hosogi, Gen Hashiguchi, Dominique Collard and Hiroyuki Fujita, Electrical and Mechanical Characteristics of DNA Bundles Revealed by Silicon Nanotweezers, the 14th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Lyon, France, pp. 395-398, June 10-14 2007,

[8] C. Yamahata, T. Takekawa, K. Ayano, M. Hosogi, M. Kumemura, B. Legrand, D. Collard, G Hashiguchi, and H. Fujita, Silicon Nanotweezers with Adjustable and Controllable Gap for the Manipulation and Characterisation of DNA Molecules, Proceedings of 2006 International Conference on Microtechnologies in Medicine and Biology, Okinawa, Japan, pp. 123-126, 9-12 May 2006

[9] B. Borovic, C. Hong, X.M. Zhang, A.Q.Liu, F.L. Lewis, Open vs. Closed-Loop Control of the MEMS Electrostatic Comb Drive, Proceedings of the 13th Mediterranean Conference on Control and Automation, Cyprus, pp. 982-988, June 27-29, 2005.

[10] B. Borovic, A.Q.Liu, D. Popa, Z. Xuming, F.L. Lewis, Lateral Motion Control of Electrostatic Comb Drive: New Methods in Modeling and sensing, Proceedings of the 16th IASTED International Conference Modelling and Simulation, Cancun, Mexico, pp. 301-307, May, 18-20, 2005.

[11] Daniel Alazard, Christelle Cumer, Pierre Apkarian, Michel Gauvrit, Gilles Ferreres, Robustesse et Commande Optimale, Cépaduès-éditions, 1999, ISBN : 2854285166.

[12] Kemin Zhou, John C. Doyle, Keith Glover, Robust and Optimal Control, Prentice Hall, 1996, ISBN: 0134565673.